

This Page Is Inserted by IFW Operations  
and is not a part of the Official Record

## **BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning documents *will not* correct images,  
please do not report the images to the  
Image Problem Mailbox.**

**STEP-OUT PREVENTING METHOD FOR SENSORLESS SYNCHRONOUS MOTOR**

Patent Number: JP11055994  
Publication date: 1999-02-26  
Inventor(s): UEDA HIDEFUMI  
Applicant(s): YASKAWA ELECTRIC  
Requested Patent: ☐ JP11055994  
Application: JP19970221167 19970801  
Priority Number(s):  
IPC Classification: H02P7/63  
EC Classification:  
Equivalents:

---

**Abstract**

---

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To prevent a synchronous motor speed from deviating from a command rotational speed, by calculating the difference between the output voltage frequency to a synchronous motor and its rotational speed, from the change rate of a phase difference detection value, and controlling and changing the output voltage frequency to the synchronous motor by the frequency proportional to the calculated difference.

**SOLUTION:** On the basis of the detected value by a DC power source voltage detector 7, output frequency and an instantaneous output voltage value to each phase of a motor are detected. On the basis of the detected values by current detectors 5, 6, an instantaneous current value of each phase of the motor is detected. On the basis of these values and each characteristic value of a sensorless motor which is set in a microcomputer 3, the phase difference between a phase output voltage to the synchronous motor and a phase induced voltage is operated. From the phase difference detection value of the preceding sampling and a phase difference detection value of the present sampling, the difference between the output frequency and the frequency corresponding to the synchronous motor rotational speed is detected. By adding the difference and changing the output frequency by control sampling after operation, coping with the change of rotational speed of the synchronous motor is enabled.

---

Data supplied from the esp@cenet database - I2

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-055994

(43)Date of publication of application : 26.02.1999

(51)Int.Cl.

H02P 7/63

(21)Application number : 09-221167

(71)Applicant : YASKAWA ELECTRIC CORP

(22)Date of filing : 01.08.1997

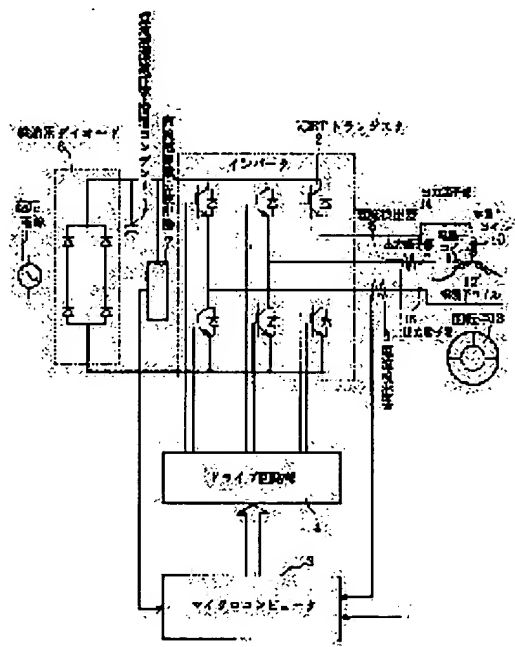
(72)Inventor : UEDA HIDEFUMI

## (54) STEP-OUT PREVENTING METHOD FOR SENSORLESS SYNCHRONOUS MOTOR

### (57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To prevent a synchronous motor speed from deviating from a command rotational speed, by calculating the difference between the output voltage frequency to a synchronous motor and its rotational speed, from the change rate of a phase difference detection value, and controlling and changing the output voltage frequency to the synchronous motor by the frequency proportional to the calculated difference.

**SOLUTION:** On the basis of the detected value by a DC power source voltage detector 7, output frequency and an instantaneous output voltage value to each phase of a motor are detected. On the basis of the detected values by current detectors 5, 6, an instantaneous current value of each phase of the motor is detected. On the basis of these values and each characteristic value of a sensorless motor which is set in a microcomputer 3, the phase difference between a phase output voltage to the synchronous motor and a phase induced voltage is operated. From the phase difference detection value of the preceding sampling and a phase difference detection value of the present sampling, the difference between the output frequency and the frequency corresponding to the synchronous motor rotational speed is detected. By adding the difference and changing the output frequency by control sampling after operation, coping with the change of rotational speed of the synchronous motor is enabled.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application]

## SIMPLE BACTERIAL OXIDATION OF WASTE WATER CONTAINING FERROUS SULFATE

Patent Number: JP1155994  
Publication date: 1989-06-19  
Inventor(s): SHIOMI TSUYOSHI; others: 02  
Applicant(s):: DOWA KOEI KK  
Requested Patent: ☐ JP1155994  
Application Number: JP19870313221 19871210  
Priority Number(s):  
IPC Classification: C02F3/02 ; C02F3/34  
EC Classification:  
Equivalents:

---

### Abstract

---

**PURPOSE:** To treat waste water under constant conditions by allowing the waste water to flow at a constant flow rate in plural pipes of a small diameter with iron oxidation bacteria adsorbed on the inner walls.

**CONSTITUTION:** Waste water (a) contg. ferrous sulfate is fed from a feed pipe 1 to the top of a filler 3 in an aeration tank 2. By dropping and aerating the waste water (a), oxygen is dissolved in the water (a) so as to activate iron oxidation bacteria. The waste water (a) is then allowed to flow naturally in three inclined pipes 4 of a small diameter. During the flowing, ferrous ions in the waste water are surely oxidized with iron oxidation bacteria adsorbed on the inner walls of the pipes 4 without causing air stagnation in the pipes 4.

---

Data supplied from the esp@cenet database - I2

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平11-55994

(43) 公開日 平成11年(1999) 2月26日

(51) Int. Cl.<sup>6</sup>

H02P 7/63

識別記号

303

FI

H02P 7/63

303V

審査請求 未請求 請求項の数4 FD (全12頁)

(21) 出願番号 特願平9-221167

(22) 出願日 平成9年(1997) 8月1日

(71) 出願人 000006622

株式会社安川電機

福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号

(72) 発明者 上田 英史

福岡県北九州市八幡西区黒崎城石2番1号

株式会社安川電機内

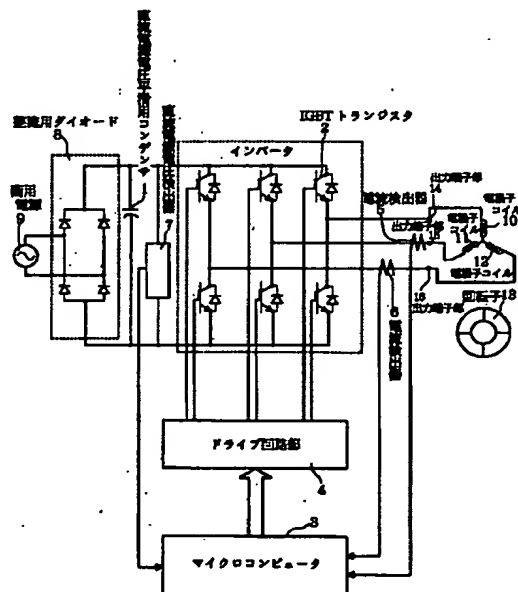
(74) 代理人 弁理士 西村 政雄

(54) 【発明の名称】 センサレス同期モータの脱調防止方法

(57) 【要約】

【課題】 従来はモータの転流タイミング検出をモータ誘起電圧を検出し、各相それぞれ上下両トランジスタの休止区間を必要としから、モータへの出力電圧が小、高速時のモータ最大出力トルクも小、転流タイミングの調整も休止区間範囲内に限定され、出力トルクの対応範囲が狭く負荷変動に弱く、それらを解決するセンサレス同期モータの脱調防止方法を提供する。

【解決手段】 電圧検出器7からの同期モータへの出力電圧と電流検出器5、6による同期モータからの誘起電圧との位相差を検出する位相差検出手段と、演算手段3と、固定子10～12とから構成されたセンサレス同期モータの駆動装置において、位相差検出手段による検出値の変化率から、同期モータへの出力電圧周波数と同期モータ回転速度との差を演算装置3により算出し、同期モータへの出力電圧周波数をこの算出した差分に比例した周波数分だけ、演算装置3により制御変更する。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 直流電源と該直流電源の正極側に接続された半導体スイッチング素子及び負極側に接続された半導体スイッチング素子と、これらの両半導体スイッチング素子を直列に接続した上で接続点を駆動する同期モータの出力端子とし、それらを 3 相分として 3 対揃え、かつ前記直流電源の電圧検出器と前記同期モータのモータ電流検出器によって同期モータへの出力電圧と同期モータからの誘起電圧との位相差を検出する位相差検出手段と、演算手段とを備えた、複数極の磁石を有する回転子と 3 相 Y 結線に接続された電機子コイルを有する固定子とから構成されたセンサレス同期モータの駆動装置の脱調防止方法において、

前記位相差検出手段による検出値の変化率から、前記同期モータへの出力電圧周波数と前記同期モータ回転速度との差を前記演算手段により算出し、

前記同期モータへの出力電圧周波数をこの算出した差分に比例した周波数分だけ、前記演算手段により制御変更することを特徴とするセンサレス同期モータの脱調防止方法。

【請求項 2】 前記センサレス同期モータの駆動装置の脱調防止方法において、

前記位相差検出手段による検出値を前記演算手段により前もって設定している位相差範囲内にあるかどうか判別し、

前記検出値がこの位相差範囲内にあるときは、同期モータへの出力電圧周波数を前記演算手段により、同期モータの指令回転速度に対応する周波数を中心とする前もって設定した周波数範囲内に制限し、

前記検出値がこの位相差範囲外にあるときは、同期モータへの出力電圧周波数を前記演算手段により、越えた位相差に比例した周波数分だけ制御変更することを特徴とする請求項 1 記載のセンサレス同期モータの脱調防止方法。

【請求項 3】 前記センサレス同期モータの脱調防止方法において、

前記位相差検出手段による検出値を前記演算手段により前もって設定している位相差値から減じた差分値を積分し、前記同期モータへの出力電圧周波数を前記演算手段により、この積分値に比例した周波数分だけ制御変更し、

その積分値が正值あるいは負値となるときは前記積分値をゼロにリセットすることを特徴とする請求項 1 記載のセンサレス同期モータの脱調防止方法。

【請求項 4】 前記センサレス同期モータの脱調防止方法において、

前記同期モータへの出力端子電圧を矩形波電圧としてこれを通電する共に、

前記同期モータへの出力電圧からこの矩形波電圧通電による高調波成分を除いた基本波成分と同期モータからの

誘起電圧との位相差値に基づきセンサレス同期モータへの出力電圧周波数を制御変更することを特徴とする請求項 1 から請求項 3 のいずれかに記載のセンサレス同期モータの脱調防止方法。

## 【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、センサレス同期モータの駆動装置における脱調防止方法に関する。

【0002】

- 10 【従来の技術】図 6 は特開平 6-284782 号公報に記載された従来のモータ制御回路の構成を示している。この従来例は、目的として回転定数、モータ巻線仕様や、直流電圧、モータ電流等の運転状態の変化に対して、その構成は安定かつ最適な運転を行える直流モータの制御装置を提供しようとするものであり、構成にモータ電流検出手段と、モータ誘起電圧検出手段と、マイクロコンピュータとから成り、実際の転流タイミングは、モータ電流が、極小となる如く、上記マイクロコンピュータ内で処理した位相補正量を上記モータ誘起電圧検出手段により得られた転流位置情報に対して加え決定する
- 20 様な直流モータの制御回路とし、効果にモータ電流の極小値をいつも探索しつつ転流タイミングを決定して運転するため、モータ自体が持つ効率をフルに発揮するとともに脱調等の異常現象への心配がない最適な運転状態を実現できるとしている。

- 【0003】すなわち、図 6 において、商用電源 601 により入力される交流電圧を、ダイオード 602、コンデンサ 603 により構成される倍電圧整流回路にて直流に変換し、これを受けて、トランジスタ 604 及び還流用ダイオード 605 から構成される 3 相ブリッジ形インバータにより、適宜スイッチング（転流スイッチング）して、圧縮機用直流モータ 606 に交流電流を供給する。転流スイッチングのタイミングは、モータ端子 V<sub>u</sub>、V<sub>v</sub>、V<sub>w</sub> より取り込んだモータ端子電圧を、モータ誘起電圧検出回路を介してマイクロコンピュータ（以下マイコン）に入力し、マイコン内で適正な位相補正処理をして、転流信号としてドライバーに出力する。上記補正処理にあたっては、電流検出抵抗 607 により検出される直流電流（モータ電流と波高値は一致している）を電流検出回路に取り込んだ後マイコンに入力して、この電流情報を使っている。
- 30
- 40

- 【0004】一方、外部より与えられる回転数指令信号は、インターフェースを介してマイコンに供給されるが、この指令回転数とモータ誘起電圧一検出信号の周期の計測より得た実回転数の差に応じて、マイコン内にてチョッパデューティを計算し、チョッパ信号として変調回路に出力される。トランジスタ 604 は、上記実回転数と指令回転数との差に応じたデューティのチョッパでオンオフしつつ、適正な転流タイミングでスイッチングをしている。
- 50

## 【0005】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、前記従来の構成ではモータの転流タイミング検出を駆動装置のモータ端子V<sub>u</sub>、V<sub>v</sub>、V<sub>w</sub>の端子電圧から誘起電圧を検出して行うため、各相それぞれにおいて上下両トランジスタが共にスイッチングをしない休止区間（図7参照）を必要とする。このためモータへの出力電圧が小さくなり、高速時におけるモータ最大出力トルクが小さいという問題がある。また転流タイミングの調整範囲も休止区間範囲内に限定されているので、出力トルクの対応範囲が狭く負荷変動に弱いという問題があった。そこで本発明は、上記従来例の問題点を解決するものであり、モータに直結した回転子位置検出手段を持たないセンサレス同期モータに対し、高速時においてもモータ出力トルクを大きくでき、また負荷変動に対してもモータを脱調させることなく、そのまま同期運転持続できるセンサレス同期モータの脱調防止方法を提供することを目的とする。

## 【0006】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するため本発明の請求項1に記載の発明は、直流電源と該直流電源の正極側に接続された半導体スイッチング素子及び負極側に接続された半導体スイッチング素子と、これらの両半導体スイッチング素子を直列に接続した上で接続点を駆動する同期モータの出力端子とし、それらを3相分として3対揃え、かつ前記直流電源の電圧検出器と前記同期モータのモータ電流検出器によって同期モータへの出力電圧と同期モータからの誘起電圧との位相差を検出する位相差検出手段と、演算手段とを備えた、複数極の磁石を有する回転子と3相Y結線に接続された電機子コイルを有する固定子とから構成されたセンサレス同期モータの駆動装置の脱調防止方法において、前記位相差検出手段による検出値の変化率から、前記同期モータへの出力電圧周波数と前記同期モータ回転速度との差を前記演算手段により算出し、前記同期モータへの出力電圧周波数をこの算出した差分に比例した周波数分だけ、前記演算手段により制御変更することを特徴とするセンサレス同期モータの脱調防止方法である。

【0007】このようにして本発明により、モータの回転速度変動に対応した出力電圧周波数を前記演算装置の制御サンプリングタイムに対応した短い応答スピードで実現でき、通常出力トルク範囲内の負荷変動に対しては同期運転を継続できるという特段の効果を奏する。

【0008】請求項2に記載の発明は、前記センサレス同期モータの駆動装置の脱調防止方法において、前記位相差検出手段による検出値を前記演算手段により前もって設定している位相差範囲内にあるかどうか判別し、前記検出値がこの位相差範囲内にあるときは、同期モータへの出力電圧周波数を前記演算手段により、同期モータの指令回転速度に対応する周波数を中心とする前もって

設定した周波数範囲内に制限し、前記検出値がこの位相差範囲外にあるときは、同期モータへの出力電圧周波数を前記演算手段により、越えた位相差に比例した周波数分だけ制御変更することを特徴とする請求項1記載のセンサレス同期モータの脱調防止方法である。

【0009】かくして本発明によって、同期モータの回転速度変動に対応した出力電圧周波数を前記演算装置の制御サンプリングタイムに対応した短い応答スピードで実現できると共に、同期モータ速度が指令回転速度から大きく逸脱することを防止して安定した速度コントロールが実現できるという顕著な効果がある。

【0010】請求項3に記載の発明は、請求項1に記載のセンサレス同期モータの脱調防止方法において、前記位相差検出手段による検出値を前記演算装置により前もって設定している位相差値から減じた差分値を積分し、前記同期モータへの出力電圧周波数を前記演算装置により、この積分値に比例した周波数分だけ制御変更し、その積分値が正值あるいは負値となるときは積分値をゼロにリセットすることを特徴とするセンサレス同期モータの脱調防止方法である。

【0011】そのようにして本発明は、急激な負荷変動或いは過負荷によりセンサレス同期モータが、前記演算装置により前もって設定している位相差範囲を越えて脱調移行状態に入った際、越えた位相差分に比例した周波数分だけ制御変更するので、即座に正常な位相に振動を発生させることなく安定に戻すことができる。さらに、高速での過負荷時に位相差が拡大していく際、前記位相差検出手段による検出値を前記演算装置により前もって設定している位相差値から減じた差分値を積分し、同期モータへの出力電圧周波数をこの積分値に比例した周波数分だけ制御変更し、かつまた積分値が正值（制動出力トルク時は負値）となるときは積分値をゼロにリセットすることで、過負荷に対応できる最大速度まで自動的に緩やかに同期モータ速度を下げることができ、また負荷が軽くなった際には自動的に緩やかに指令速度に戻る同期運転が実現でき、この種の装置の汎用性の向上に資するところ大であり、この分野における負荷速度の微調整が円滑になされ得るという利便性が高い。

【0012】請求項4に記載の発明は、前記センサレス同期モータの脱調防止方法において、前記同期モータへの出力端子電圧を矩形波電圧としてこれを通電する共に、前記同期モータへの出力電圧からこの矩形波電圧通電による高調波成分を除いた基本波成分と同期モータからの誘起電圧との位相差値に基づきセンサレス同期モータへの出力電圧周波数を制御変更することを特徴とするセンサレス同期モータの脱調防止方法である。

【0013】センサレス同期モータへの同期モータ端子出力電圧を正弦波電圧ではなく矩形波電圧の通電としても、先の請求項1～3の効果を實現でき、制御の簡易性とメンテナンスの容易性に貢献するところ多大である。

【0014】

【発明の実施の形態】

(実施の形態1) 以下、本発明の実施の形態1の回路構成を図1のブロック図に示す。全ての面において、同一符号は同一若しくは相当部材を表す。図1において、1は直流電源電圧平滑用コンデンサ、2はIGBTトランジスタ、3はマイクロコンピュータ、4はマイクロコンピュータ3からIGBTトランジスタ2へのオン・オフ命令をドライブ信号としてIGBTトランジスタ2へ伝送するドライブ回路部、5、6はモータ電流を検出する電流検出器、7は直流電源電圧検出器、8は整流用ダイオード、9は商用電源、10、11、12はセンサレス同期モータ固定子側の3相Y結線に接続されたそれぞれU、V、W相電機子コイル、13は複数個の磁石を有するセンサレス同期モータの回転子、14、15、16はそれぞれU、V、W相の出力端子である。マイクロコンピュータ3は直流電源電圧検出器7による検出値を基にドライブ回路部4を介してIGBTトランジスタ2へのオ

$$\Delta f_1 = K \cdot (\Phi_0 - \Phi_1) / (2\pi \cdot T_s) \dots\dots\dots (式1)$$

ただし、Kは比例定数でここでは1とする。また、演算に使用する各位相値についてはデジタルフィルタを入れて、より以前の検出値に配慮することもあり得る。この $\Delta f_1$ 分の周波数だけ加算して出力周波数を演算後の制御サンプリングで変更する。これで、同期モータの回転速度変動に対応した同期モータへの出力周波数 $F_0$ を出力する。

【0017】さらに、前記方法により検出した位相値をマイクロコンピュータ3で、前もって設定した位相値(例えば $\theta_1 = \pi \cdot 85 / 180$ )と比較し、検出位相※

$$\Delta f_2 = (\theta - \Phi_1) \cdot K_1$$

ただし、 $K_1$ は比例定数である。

【0018】さらにまた、前記方法により検出した位相値 $\Phi_1$ をマイクロコンピュータ3で前もって設定した位相値(例えば $\theta_1 = \pi \cdot 85 / 180$ )から減じた差分値を積分し、以下に示す演算によりこの積分値に比例し★

$$\Delta f_3 = \{\Sigma (\theta_1 - \Phi_1)\} \cdot K_2$$

ただし、 $K_2$ は比例定数である。

【0019】(実施の形態2) 次に、本発明の実施の形態2(構成は図1と同じ)を図2に基づいて説明する。図2は、同期モータ端子への出力電圧を矩形波電圧波形とするためにマイクロコンピュータ3からIGBTトランジスタ2へのオン・オフ指令出力を示したものである。ここでは各相同期モータ端子への出力電圧が矩形波電圧180度通電となっている。

【0020】このときの同期モータへの線間出力電圧波形及び相出力電圧波形との関係を示したものが図3である。図3から分かるように相出力電圧位相は、同期モータ端子の矩形波電圧基本波成分の位相 $\theta$ と一致する。ここで、マイクロコンピュータ3は直流電源電圧検出器7による検出値を基に、ドライブ回路4を介してIGBT

\*ン・オフ比率を制御することでモータ各相への出力電圧と出力周波数を制御でき、また出力周波数とモータ各相への瞬時出力電圧値も把握できる。

【0015】さらに、電流検出器5、6の検出値を基にモータ各相の瞬時電流値も検出できる。これら各相の同時瞬時電圧値と瞬時電流値、出力周波数と前もってマイクロコンピュータ3に設定しているセンサレス同期モータの各特性値を基にマイクロコンピュータ3は演算により、同期モータへの相出力電圧と同期モータからの相誘起電圧との位相差[図4：同期モータへの相出力電圧と同期モータからの相誘起電圧との位相差を示した図、参照]を検出(具体的な演算方法は公知技術なので省略)する。これを短いサンプリングタイム(例えば $T_s = 5 \text{ ms}$ )ごとに実行する。

【0016】前回サンプリングでの位相差検出値 $\Phi_0$ と今回の位相差検出値 $\Phi_1$ を以下の方法により演算して、出力周波数と同期モータ回転速度に対応した周波数との差分を検出する。

20※値 $\Phi_1$ が小さかった場合で、かつ出力周波数 $F_0$ が同期モータ指令速度に対応した周波数を中心とする前もって設定した周波数制限範囲を越えたときは、この制限値を出力周波数とする。そして、前記方法により検出した位相値をマイクロコンピュータ3で前もって設定した位相値 $\theta$ と比較し、検出位相値 $\Phi_1$ が大きかった場合には、周波数差分の検出値 $\Delta f_1$ に加えて、さらに以下の演算により、この演算値 $\Delta f_2$ 分の周波数だけ加算して出力周波数を演算後の制御サンプリングで変更する。

$$\dots\dots\dots (式2)$$

★た周波数分 $\Delta f_3$ だけ加算して、同期モータへの出力電圧周波数を前記 $\Delta f_1$ 、 $\Delta f_2$ に加えてさらに演算後の制御サンプリングで変更する。また、積分値が正值(制御出力トルク時は負値)となるときは積分値をゼロにリセットする。

$$\dots\dots\dots (式3)$$

トランジスタ2へのオン・オフ比率を制御することで、同期モータ各相端子への矩形波電圧出力振幅値と出力電圧周波数を制御でき、また出力電圧周波数と相出力電圧位相値 $\theta$ と同期モータ各相端子への矩形波電圧振幅 $E_p$ も把握できる。

【0021】ここで、同期モータ各相への相出力電圧瞬時値(例えばU相の $E_u$ )について、以下に基づき、マイクロコンピュータ3により修正を加える。

$$E_u = (E_p) \times (K_3) \times (\sin \theta)$$

ただし、 $K_3$ は矩形波電圧通電区間幅で決まる比例定数である。これと電流検出器5、6から検出した同期モータ各相の瞬時電流値と、出力電圧周波数と、前もってマイクロコンピュータ3に設定しているセンサレス同期モータの各特性値を基に演算により、同期モータへの相出



力電圧と同期モータからの相誘起電圧との位相差を検出する。以後の処理は実施の形態 1 と同様である。

【0022】

【発明の効果】以上本発明によれば、同期モータに直結した回転子位置検出手段を持たないセンサレス同期モータに対し、高速時においても同期モータ出力トルクを大きくでき、また負荷変動に対しても同期モータを脱調させることなく、そのまま同期運転を持続できるという、格別に優れた効果がある。

【0023】すなわち、このようにして本発明により、モータの回転速度変動に対応した出力電圧周波数を前記演算装置の制御サンプリングタイムに対応した短い応答スピードで実現でき、通常出力トルク範囲内の負荷変動に対しては同期運転を持続できるという特段の効果を奏する。

【0024】また本発明によって、同期モータの回転速度変動に対応した出力電圧周波数を前記演算装置の制御サンプリングタイムに対応した短い応答スピードで実現できると共に、同期モータ速度が指令回転速度から大きく逸脱することを防止して安定した速度コントロールが実現できるという顕著な効果がある。

【0025】さらに本発明は、急激な負荷変動或いは過負荷によりセンサレス同期モータが、前記演算装置により前もって設定している位相範囲を越えて脱調移行状態に入った際、越えた位相差分に比例した周波数分だけ制御変更するので、即座に正常な位相に振動を発生させることなく安定に戻すことができる。

【0026】しかも、高速での過負荷時に位相差が拡大していく際、前記位相差検出手段による検出値を前記演算装置により前もって設定している位相差値から減じた差分値を積分し、同期モータへの出力電圧周波数をこの積分値に比例した周波数分だけ制御変更し、かつまた積分値が正値（制動出力トルク時は負値）となるときは積分値をゼロにリセットすることで、過負荷に対応できる最大速度まで自動的に緩やかに同期モータ速度を下げることができ、また負荷が軽くなった際には自動的に緩やかに指令速度に戻る同期運転が実現でき、この種の装置の汎用性の向上に資するところ大であり、この分野における負荷速度の微調整が円滑になされ得るという利便性が高い。

【0027】センサレス同期モータへの同期モータ端子出力電圧を正弦波電圧ではなく矩形波電圧の通電としても、上述の効果をそのまま実現することが可能であり、

制御の簡易性とメンテナンスの容易性に貢献するところ多大であり、これに関する技術の進展に有力な効果をもたらし、これの適用範囲の拡大は計り知れない絶大なものと考えられる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の実施の形態 1 におけるセンサレス同期モータの駆動装置における脱調防止装置の回路構成を表すブロック図

【図 2】本発明の実施の形態 2 における同期モータ端子電圧を、矩形波電圧波形 180 度通電とした際の、マイクロコンピュータから IGBT トランジスタへのオン・オフ指令出力信号を示す図

【図 3】本発明の実施の形態 2 における、同期モータ端子電圧を矩形波電圧波形 180 度通電とした際の、同期モータ端子電圧波形と同期モータへの線間出力電圧波形と相出力電圧波形との関係を示した図

【図 4】同期モータへの相出力電圧と、同期モータからの相誘起電圧との位相差を示した図

【図 5】同期モータへの相出力電圧と、同期モータからの相誘起電圧との位相差と同期モータ出力トルクとの関係を示し

(a) はセンサレス同期モータの回転子が非突極形の場合の特性図

(b) はセンサレス同期モータの回転子が突極形の場合の特性図

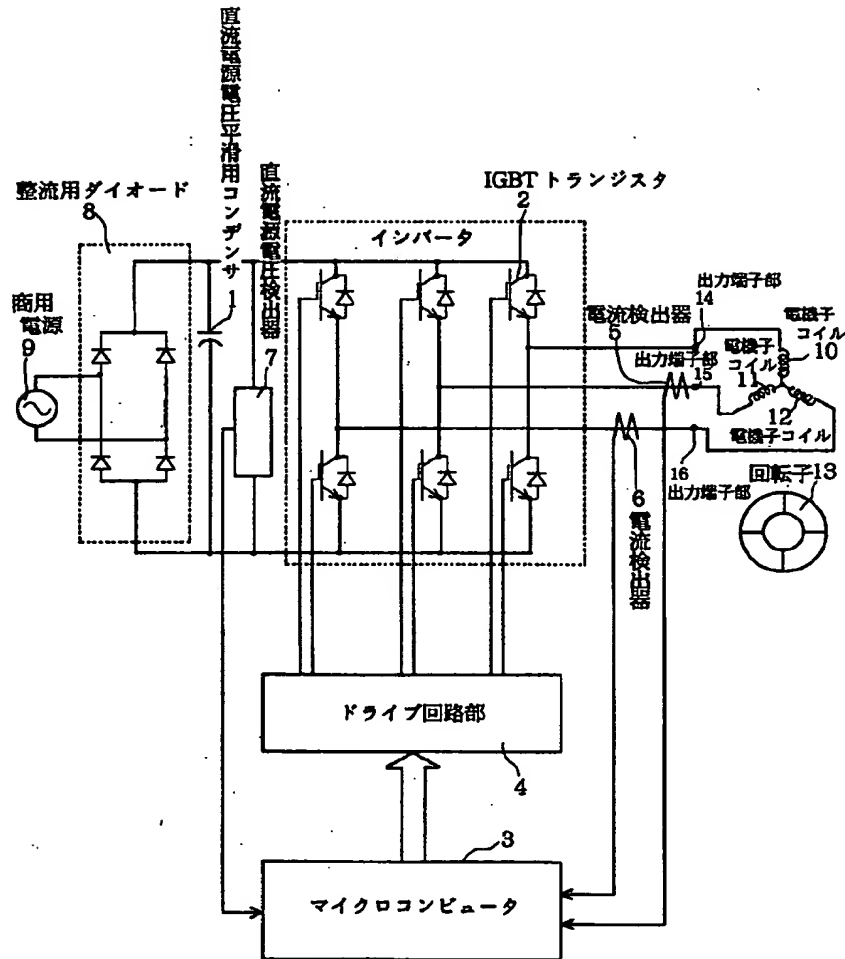
【図 6】従来例のブラシレス DC モータの駆動装置の回路構成を表すブロック図

【図 7】従来例のブラシレス DC モータの駆動装置の構成例における、モータ誘起電圧を検出するための半導体スイッチング素子の休止区間を示した図

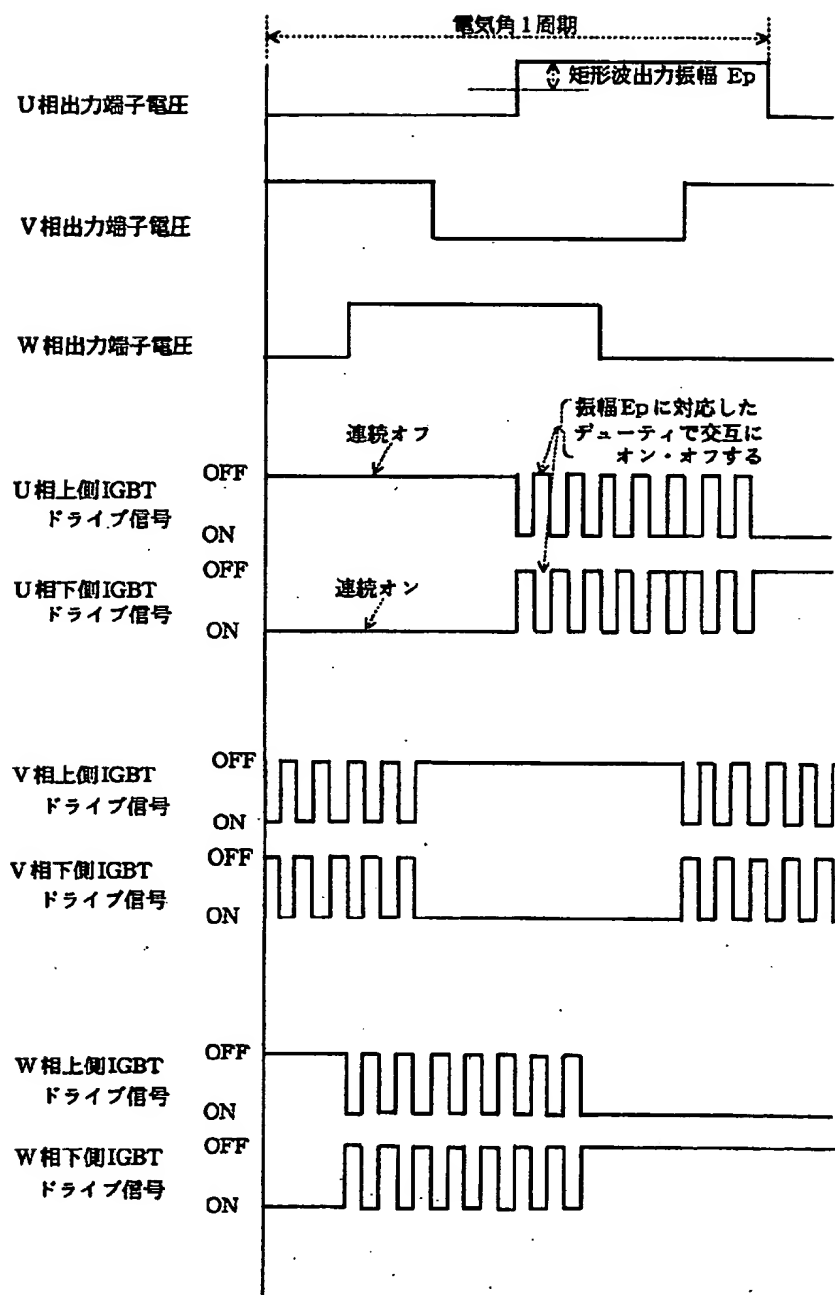
【符号の説明】

- 1 直流電源電圧平滑用コンデンサ
- 2 IGBT トランジスタ
- 3 演算装置 [マイクロコンピュータ]
- 4 ドライブ回路部
- 5, 6 電流検出器
- 7 直流電源電圧検出器
- 8 整流用ダイオード
- 9 商用電源
- 10, 11, 12 電機子コイル
- 13 回転子
- 14, 15, 16 出力端子部

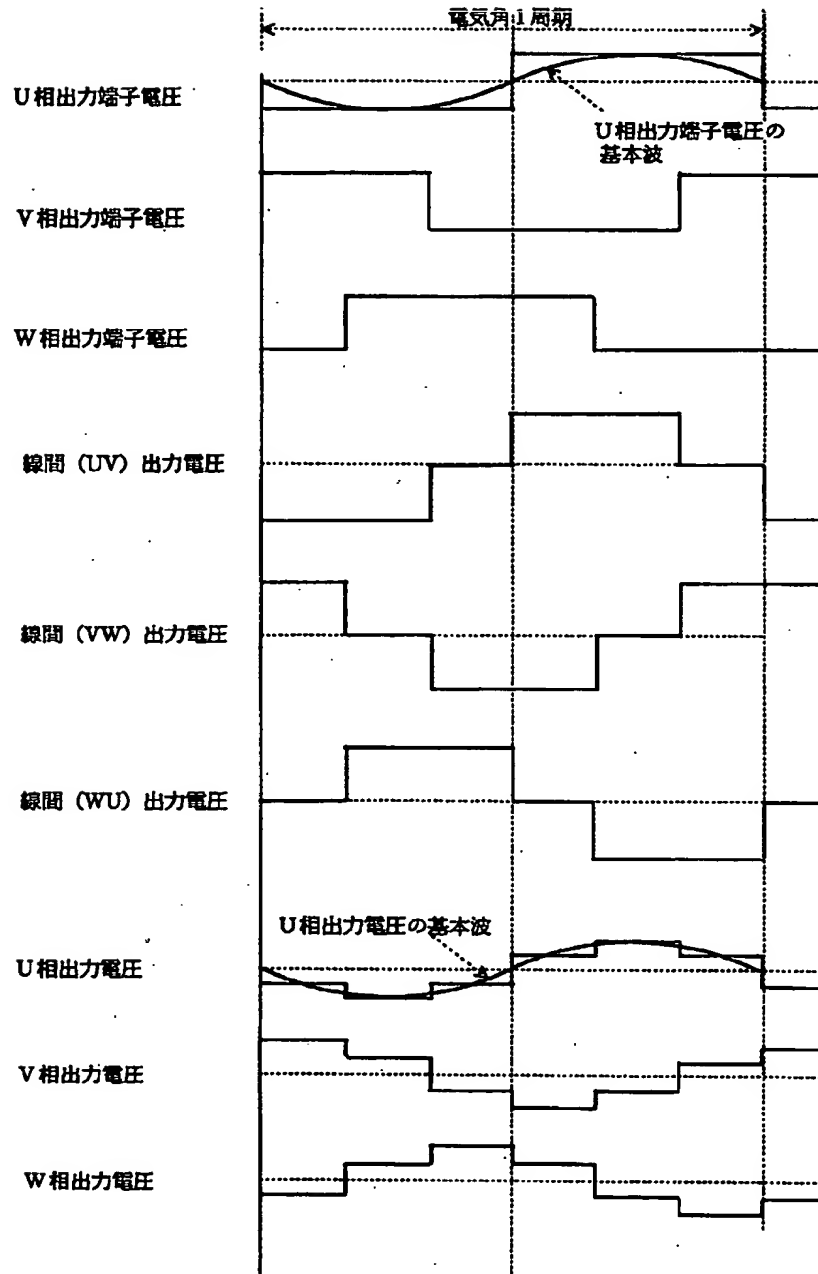
【図1】



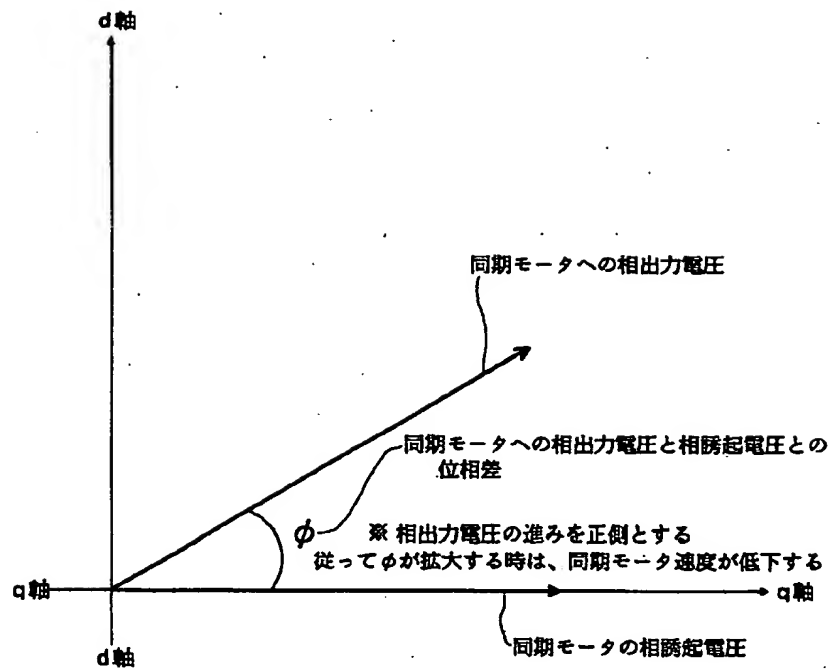
【図2】



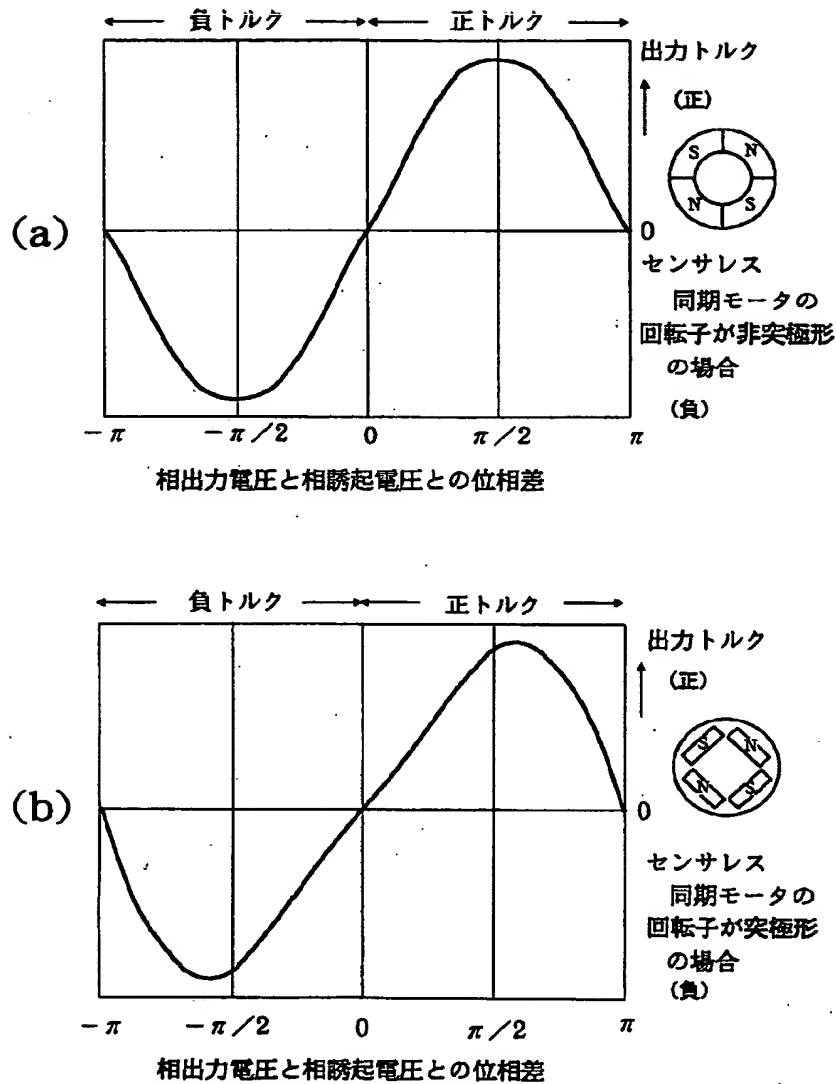
【図3】



【図4】

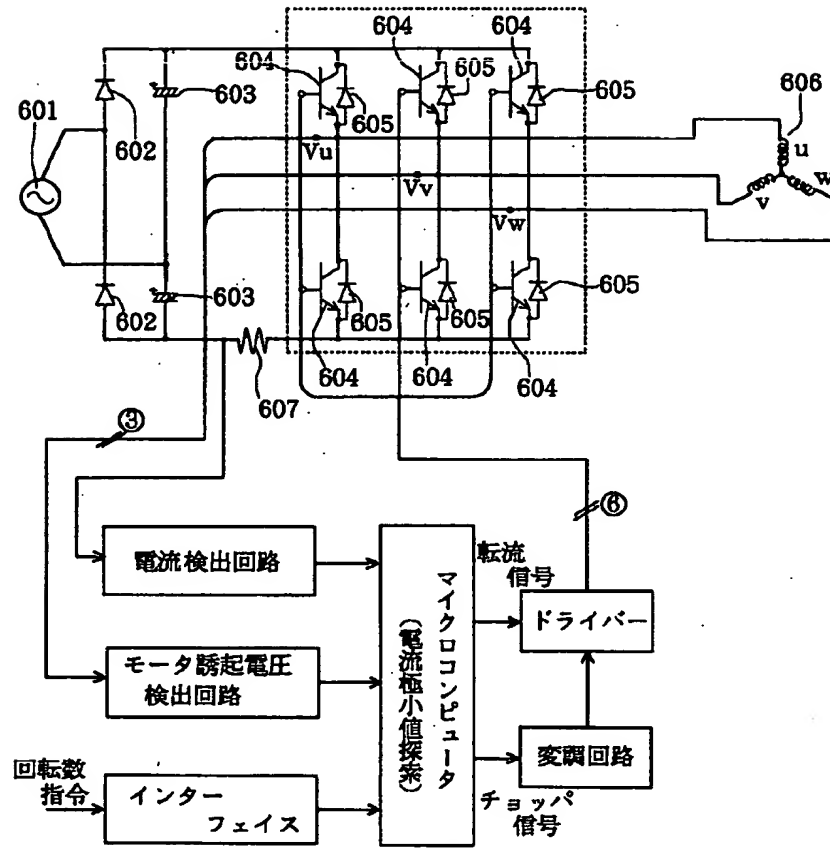


【図5】



※上記いずれの同期モータにおいても位相差が $\pi/2$ 前後になると不安定になり脱調する危険性が高くなる。

【図 6】



【図7】

